

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : **2003-130646**

(43)Date of publication of application : **08.05.2003**

(51)Int.Cl.

G01C 19/56
G01D 3/028
G01K 7/01
G01P 9/04
// G05F 3/24

(21)Application number : **2001-324764**

(71)Applicant : **ALPS ELECTRIC CO LTD**
SANYO ELECTRIC CO LTD

(22)Date of filing : **23.10.2001**

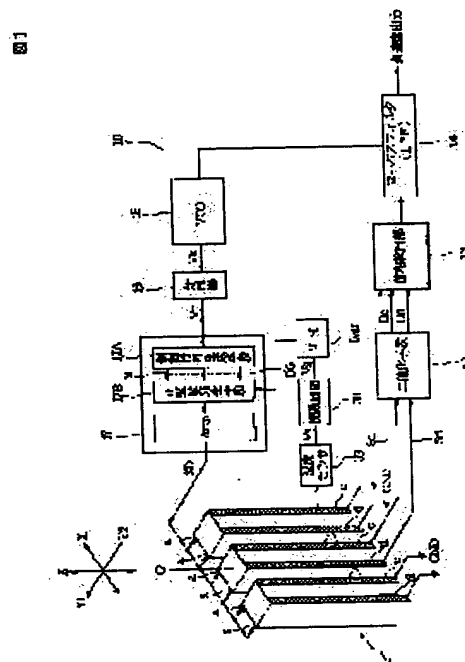
(72)Inventor : HASEGAWA KAZUO
TAKAI DAISUKE
SUZUKI HIROHISA
NISHIMURA MASAOKI

(54) TRANSDUCER DRIVE UNIT

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To provide a transducer drive unit capable of reducing feedback loops in the drive unit to prevent the disturbance from interference of each feedback.

SOLUTION: For an input signal Vs of a temperature sensor 33, the unit uses a function circuit 30 to simulate the temperature characteristics of an internal impedance contained in a piezoelectric vibrator 1, and then generates a drive signal SD based on this simulation result so as to drive the piezoelectric vibrator 1 at a constant output amplitude even if any temperature change occurs. Thus feedback loops can be reduced without requiring use of AGC circuit, allowing an easier control of disturbance, etc.



LEGAL STATUS

[Date of request for examination]

25.08.2004

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number]

[Date of registration]

[Number of appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of extinction of right]

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開2003-130646

(P2003-130646A)

(43) 公開日 平成15年5月8日 (2003.5.8)

(51) Int.Cl.⁷

識別記号

F I

テーマコード* (参考)

G 0 1 C 19/56

G 0 1 C 19/56

2 F 0 5 6

G 0 1 D 3/028

G 0 1 P 9/04

2 F 0 7 5

G 0 1 K 7/01

G 0 5 F 3/24

B 2 F 1 0 5

G 0 1 P 9/04

G 0 1 K 7/00

3 9 1 C 5 H 4 2 0

// G 0 5 F 3/24

G 0 1 D 3/04

D

審査請求 未請求 請求項の数 7 O L (全 15 頁)

(21) 出願番号

特願2001-324764(P2001-324764)

(71) 出願人 000010098

アルプス電気株式会社

東京都大田区雪谷大塚町1番7号

(22) 出願日

平成13年10月23日 (2001.10.23)

(71) 出願人 000001889

三洋電機株式会社

大阪府守口市京阪本通2丁目5番5号

(72) 発明者 長谷川 和男

東京都大田区雪谷大塚町1番7号 アルプス電気株式会社内

(74) 代理人 100085453

弁理士 野▲崎▼ 照夫

最終頁に続く

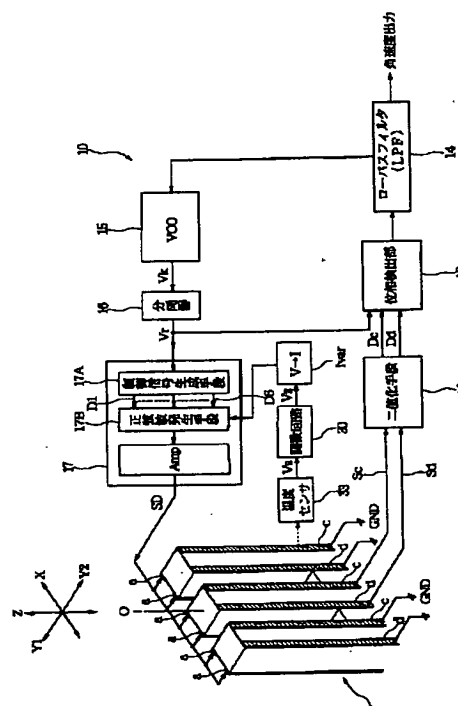
(54) 【発明の名称】 振動子の駆動装置

(57) 【要約】

【課題】 駆動装置内のフィードバックループを削減し、外乱に対する各帰還の干渉を防止できるようにした振動子の駆動装置を提供する。

【解決手段】 温度センサ33の入力信号Vsを、圧電振動子1が有する内部インピーダンスの温度特性を関数回路30で模擬し、これに基づいてドライブ信号SDを発生させることにより、温度変動が生じた場合であっても振動子1を一定の出力振幅で駆動できるようになる。このため、AGC回路を使用する必要がなく、フィードバックループを少なくすることができ、外乱に対する制御等を容易に行うことができるようになる。

図1



【特許請求の範囲】

【請求項 1】 フィードバック制御により振動駆動させられる振動子の駆動装置であって、前記振動子の近傍の温度を検出する温度センサと、前記温度センサからの入力信号を振動子の内部インピーダンスの温度特性に基づいて電流生成用の制御電圧に変換する関数回路と、前記制御電圧に応じた基準電流を生成する電圧／電流変換手段と、分周手段から所定の制御信号を生成する制御信号生成手段と、前記基準電流および制御信号から振動子を駆動するドライブ信号を生成する正弦波発生手段と、を有することを特徴とする振動子の駆動装置。

【請求項 2】 前記関数回路が、温度によって傾きの異なる 1 次直線からなる電圧を連続的につなげたものであり、前記 1 次直線が折り曲げられる温度に相当する電圧を与える第 1 および第 2 の基準電圧源と、前記入力信号を所定の分割比で分圧する分圧手段と、前記分圧手段の一端に前記第 1 および第 2 の基準電圧源と同じ電圧を与える第 1 および第 2 の回路とからなる請求項 1 記載の振動子の駆動装置。

【請求項 3】 前記第 1 及び第 2 の回路は、各々 1 組の NPN 型の第 1 のトランジスタと PNP 型の第 2 のトランジスタとを備え、一方のトランジスタのベース端子と他方のトランジスタのエミッタ端子とが接続され、一方のトランジスタのエミッタ端子が前記分圧手段の一端に接続され、他方のトランジスタのベース端子には前記第 1 又は第 2 の基準電圧源が接続され、他方のトランジスタのコレクタ端子は接地又は電源に接続されているものであり、

かつ両トランジスタのコレクタ端子およびエミッタ端子には、カレントミラー回路の入力部および出力部が接続されている請求項 2 記載の振動子の駆動装置。

【請求項 4】 前記第 1 の回路および／または第 2 の回路が少なくとも 1 以上設けられている請求項 2 又は 3 記載の振動子の駆動装置。

【請求項 5】 前記関数回路が、傾きの異なる 1 次直線を連続的につなげて前記振動子の内部インピーダンスを近似するものであり、前記 1 次直線が折り曲げられる温度に相当する電圧を与える第 1 および第 2 の基準電圧源と、前記入力信号を所定の分割比で分圧する分圧手段と、前記分圧手段の一端に前記第 1 および第 2 の基準電圧源と同じ電圧を与える第 1 および第 2 の差動増幅部と、前記第 1 および第 2 の差動増幅部に定電流を与える第 1 および第 2 のカレントミラー回路が設けられている請求項 1 記載の振動子の駆動装置。

【請求項 6】 前記第 1 の差動増幅部の一方の入力部には、第 1 の基準電圧源が接続され、他方の入力部に前記温度センサからの入力信号が前記分圧手段を介して与えられており、前記第 2 の差動増幅部の一方の入力部には、第 2 の基準電圧源が接続され、他方の入力部に前記

温度センサからの入力信号が前記分圧手段を介して与えられている請求項 5 記載の振動子の駆動装置。

【請求項 7】 前記第 1 の差動増幅部および第 2 の差動増幅部が少なくとも 1 以上設けられている請求項 5 又は 6 記載の振動子の駆動装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、振動型ジャイロスコープなどに使用される振動子の駆動装置に係わり、特にフィードバックループの数を少なくできる振動子の駆動装置に関する。

【0002】

【従来の技術】図 9 は圧電振動子の温度に対するインピーダンスを示す特性図である。

【0003】振動型ジャイロスコープなどに使用される圧電振動子の内部のインピーダンスは、図 9 に示すようにある一定の温度範囲ではリニア（1 次直線）に変化するが、この温度範囲を越えると高温域および低温域では 3 次関数的に変化し、全体として略 S 字カーブを描くという特有の温度特性を有する。したがって、全ての温度範囲において振動子の出力信号（ピーク値）が一定の振幅（ピーク値）となるように振動子を駆動するためには、振動子を駆動するためのドライブ信号を温度に応じて調整する必要がある。

【0004】この点、従来は AGC（自動利得制御）回路を使用することにより、温度変動の有無に関係なく常に振動子の出力信号が一定の振幅となるように、ドライブ信号のゲイン調整を行うことにより、振動子を駆動するというものであった。

【0005】しかし、振動ジャイロの振動子の駆動回路系は、自励発振や PLL 制御等の帰還制御を行って圧電振動子を一定の周波数で駆動させるのが一般的であり、このため振動子の駆動回路系に発振のための帰還の他に AGC のフィードバックループを加えると、二重の帰還ループが形成され、外乱などに対して前記 2 つの帰還の応答特性が近接し干渉することから非常に複雑な振る舞いを示すという問題が生じる。このため、フィードバックループは可能な限り少ない方が好ましい。

【0006】そこで、振動子の温度に対するインピーダンス特性を、予め所定の関数として設定し、この関数に基づいて振動子のドライブ信号を生成し、このドライブ信号で振動子を駆動することで、AGC 回路を使用することなく振動子の出力信号を一定にするものがある。

【0007】図 10 は、従来の関数回路の構成を示す回路構成図、図 11 は図 10 に示す回路の入出力特性図である。

【0008】図 10 に示される関数回路は、3 ケの抵抗 R1、R2、R3、2 ケのダイオード D1、D2 および 2 つの基準電圧源 V1、V2 とから構成されている。図 10 に示すように、抵抗 R3、ダイオード D1 および電

3

源V1とが直列接続され、抵抗R3、ダイオードD1および電源V1とが直列接続されている。そして、前記抵抗R2及びR3に抵抗R1が接続されており、前記抵抗R1の一端側が入力部INであり、他方の端部（接続部）が関数回路の出力部OUTとなっている。なお、ダイオードD1とダイオードD2とは逆向きの関係にある。前記入力部INには、振動子の近傍にもうけられた温度センサ3からの入力信号Vsが接続されている。また基準電圧源V1およびV2としては、例えばV1が2[v]であり、基準電圧源V2が3[v]である。

【0009】図11に示す入出力特性図は、横軸が入力部IN、すなわち温度センサ3からの入力信号Vs、縦軸が関数回路の出力部OUTの出力電圧Voutであり、

$V_s \geq V_1 + V_d$ （高温域）のとき、

$$V_{out} = R_2 / (R_1 + R_2) \times (V_s - V_1 - V_d) + V_1 + V_d$$

【0012】

【数2】

$V_s \leq V_2 - V_d$ （低温域）のとき、

$$V_{out} = R_1 / (R_1 + R_3) \times (V_2 - V_d - V_s) + V_s$$

$V_1 < V_s < V_2$ のとき、関数回路の出力抵抗がハイ・インピーダンス状態と

なるので、

$$V_{out} = V_s$$

である。

【0014】このように、上記関数回路を使用すると、傾きの異なる2つの1次直線を連続的につなげる2つの変化点 α 、 β を基準電圧V1、V2で設定することができる。また高温域および低温域の直線の傾きを抵抗(R1、R2およびR3)の比で設定することができる。

【0015】図12は従来の他の関数回路の構成を示す回路構成図、図13は図12に示す関数回路の入出力特性図である。

【0016】図12に示す関数回路は、主としてNPN型のトランジスタQ1とPNP型のトランジスタQ2とからなる第1の回路と、PNP型のトランジスタQ3とNPN型のトランジスタQ4からなる第2の回路とで構成されている。前記第1の回路ではトランジスタQ1のベース端子とトランジスタQ2のエミッタ端子とが接続され、第2の回路ではトランジスタQ3のベース端子とトランジスタQ4のエミッタ端子とが接続されている。またトランジスタQ1のエミッタ端子とトランジスタQ3のエミッタ端子とが同じ大きさの抵抗R2及びR3

($R_2 = R_3$)で接続され、この接続部P1に抵抗R1の一方の端部が接続されている。そして、前記抵抗R1の他方の端部は、温度センサ3の入力信号Vsが入力される入力端子INとされている。また、トランジスタQ2のベース端子には基準電圧源V1(2[v])が、トランジスタQ4のベース端子には基準電圧源V2(3[v])がそれぞれ印加されている。なお、前記接続部P1は出力部OUTを兼ねている。

4

ともに0[v]〜5[v]の範囲を示している。図11に示すように、温度センサ3の入力信号Vsのレベルを除々に高めて行くと、基準電圧源V2とV3の間では1次関数的に変化するが、基準電圧源V2(3[v])およびV3(2[v])の近傍の変化点 α 、 β で折れ曲がり、全体としては2.5[v]($V_{cc}/2$)を中心とする略S字カーブを描くように設定することができる。

【0010】このとき、図10に示すVoutは次式で表わすることができる。なおVdは、ダイオードの順方向電圧である。

【0011】

【数1】

【0013】

【数3】

【0017】図12に示す関数回路では、トランジスタQ2のベース端子の電圧(3[v])に対するエミッタ電圧、すなわちトランジスタQ1のベース電位が、トランジスタQ2のベース・エミッタ間電圧Vbe分だけ高い電位に設定される。またトランジスタQ1のエミッタ端子の電位は、トランジスタQ2のベース・エミッタ間電圧Vbe分だけ低い電位に設定される。よって、トランジスタQ2のベース・エミッタ間電圧Vbeと、トランジスタQ1のベース・エミッタ間電圧Vbeとが相殺し合う。よって、仮に各ベース・エミッタ間電圧Vbeが温度変動しても両トランジスタQ1、Q2のVbeが同じような割合で変動し、その温度変動分をも相殺し合うため、トランジスタQ2のベース端子の電圧とトランジスタQ1のエミッタ端子の電圧とを同電位に設定される。そして、結果として図13に示すように2.5[v]($V_{cc}/2$)を中心に、2[v]および3[v]の近傍で折れ曲がる略S字カーブが生成される。ここで、出力電圧Voutは次式で表わされる。

【0018】

【数4】

$V_s \leq V_2$ （低温時の変化点）のとき、

$$V_{out} = R_1 / (R_1 + R_3) \times (V_2 - V_s) + V_s$$

【0019】

【数5】

$V_s \geq V_1$ （高温時の変化点）のとき、

$$V_{out} = R_2 / (R_1 + R_2) \times (V_s - V_1) + V_1$$

50. 【0020】

【数 6】

$V_1 < V_s < V_2$ のとき、トランジスタ Q1 および Q3 がともに OFF 状態と
なつて関数回路の出力抵抗がハイ・インピーダンスに設定されるため、

$$V_{out} = V_s$$

【0021】

【発明が解決しようとする課題】しかし、上記図 10 に示す関数回路は、ダイオード D1、D2 を使用する構成であるところ、一般的にダイオードはその順方向電圧 V_d が温度変動しやすいという特性を有する。一方、前記数 1 及び数 2 に示されるように、出力電圧 V_{out} は順方向電圧 V_d を含む構成である。したがって、 $V_s \geq V_1 + V_d$ (高温域) および $V_s \leq V_2 - V_d$ (低温域) の範囲では、図 11 に斜線で示すように S 字カーブに前記ダイオードの温度変動の影響が現れやすいという問題がある。

【0022】また変化点が、ダイオードの順方向電圧 V_d だけシフトされるため、順方向電圧 V_d を考慮した設計が必要となり煩雑である。

【0023】また、図 12 に示す関数回路では、前記数 4 ないし数 6 内にダイオードの順方向電圧 V_d に相当するトランジスタのベース・エミッタ間電圧 V_{be} を含まないため、図 10 の関数回路の場合に比べ温度変動による誤差の幅を小さくすることが可能である。

【0024】しかし、図 12 に示される他の関数回路では、トランジスタ Q2 から引き込まれるベース電流 I_{b2} とトランジスタ Q1 に与えられるベース電流 I_{b1} の大きさが異なるため、トランジスタ Q2 のベース・エミッタ間電圧 V_{be2} とトランジスタ Q1 のベース・エミッタ間電圧 V_{be1} の大きさが異なり、必ずしも $V_{be1} - V_{be2} = 0$ とはならない。すなわち、両ベース・エミッタ間電圧 V_{be} の相殺を十分に行うことができないため、 $V_s \leq V_2$ (低温域) および $V_s \geq V_1$ (高温域) の範囲の S 字カーブにも、わずかに前記トランジスタのベース・エミッタ間電圧 V_{be} の温度変動の影響が現れる。

【0025】以上のように、圧電振動子の内部インピーダンスを模擬的に生成する関数回路の S 字カーブに温度変動の影響が生じると、前記 S 字カーブに基づいて生成されたドライブ信号自体にもその影響が現れ、精度の高いドライブ信号で振動子を駆動することが困難になるとい

【0026】本発明は、上記従来の課題を解決するためのものであり、AGC を用いない振動子の駆動回路系において、温度変動の影響を受けることなく精度の高いドライブ信号を生成できるようにした振動子の駆動装置を提供することを目的としている。

【0027】

【課題を解決するための手段】本発明は、フィードバック制御により振動駆動させられる振動子の駆動装置であつて、前記振動子の近傍の温度を検出する温度センサ

10

と、前記温度センサからの入力信号を振動子の内部インピーダンスの温度特性に基づいて電流生成用の制御電圧に変換する関数回路と、前記制御電圧に応じた基準電流を生成する電圧／電流変換手段と、分周手段から所定の制御信号を生成する制御信号生成手段と、前記基準電流および制御信号から振動子を駆動するドライブ信号を生成する正弦波発生手段と、を有することを特徴とするものである。前記フィードバック制御としては、たとえば PLL 制御である。

【0028】上記において、前記関数回路が、温度によって傾きの異なる 1 次直線からなる電圧を連続的につけたものであり、前記 1 次直線が折り曲げられる温度に相当する電圧を与える第 1 および第 2 の基準電圧源と、前記入力信号を所定の分割比で分圧する分圧手段と、前記分圧手段の一端に前記第 1 および第 2 の基準電圧源と同じ電圧を与えるものが好ましい。

20

【0029】たとえば、前記第 1 及び第 2 の回路は、各々 1 組の NPN 型の第 1 のトランジスタと PNP 型の第 2 のトランジスタとを備え、一方のトランジスタのベース端子と他方のトランジスタのエミッタ端子とが接続され、一方のトランジスタのエミッタ端子が前記分圧手段の一端に接続され、他方のトランジスタのベース端子には前記第 1 又は第 2 の基準電圧源が接続され、他方のトランジスタのコレクタ端子は接地又は電源に接続されているものであり、かつ両トランジスタのコレクタ端子およびエミッタ端子には、カレントミラー回路の入力部および出力部が接続されているものである。

30

【0030】さらに、前記第 1 の回路および／または第 2 の回路が少なくとも 1 以上設けられているものである。

40

【0031】本発明では、圧電振動子が有する内部インピーダンスの温度特性を関数回路で模擬し、これに基づいて可変電流源（電圧－電流変換手段）の電流生成用の制御電圧を調整することにより、正弦波生成手段においてドライブ信号（正弦波）を生成するための基準電流を決定する。

【0032】ここで、出力信号のピーク値を調整するために振動子に直列に挿入される駆動抵抗を r 、内部インピーダンスを Z 、ドライブ信号の振幅（ピーク値）を E とすると、振動子の出力信号の電流 I は、 $I = E / (r + Z)$ の関係が成立する。よって、内部インピーダンス Z が温度変動したときに、ドライブ信号の振幅 E が前記関数回路を用いた前記内部インピーダンス Z の温度変動に応じて可変されるようにすることにより、前記振動子の出力信号（電流 I ）を一定にすることが可能となる。

50

このため、AGC回路を使用する必要がなくなり、PLLとの干渉を避けることができ、外乱に対する制御等を容易に行うことができるようになる。

【0033】あるいは、前記関数回路が、傾きの異なる1次直線を連続的につなげて前記振動子の内部インピーダンスを近似するものであり、前記1次直線が折り曲げられる温度に相当する電圧を与える第1および第2の基準電圧源と、前記入力信号を所定の分割比で分圧する分圧手段と、前記分圧手段の一端に前記第1および第2の基準電圧源と同じ電圧を与える第1および第2の差動増幅部と、前記第1および第2の差動増幅部に定電流を与える第1および第2のカレントミラー回路が設けられているものが好ましい。

【0034】この場合、前記第1の差動増幅部の一方の入力部には、第1の基準電圧源が接続され、他方の入力部に前記温度センサからの入力信号が前記分圧手段を介して与えられており、前記第2の差動増幅部の一方の入力部には、第2の基準電圧源が接続され、他方の入力部に前記温度センサからの入力信号が前記分圧手段を介して与えられているものである。

【0035】さらに、前記第1の差動増幅部および第2の差動増幅部が少なくとも1以上設けられているものである。

【0036】上記構成では、温度によって傾きの異なる1次直線からなる電圧を連続的につなげることにより、さらに実際の振動子の内部インピーダンスの特性を示すS字カーブを近似的に生成することが可能となる。

【0037】

【発明の実施の形態】以下、本発明について図面を参照して説明する。

【0038】図1は振動型ジャイロ스코ープにおける振動子の駆動装置の構成を示すブロック図である。

【0039】図1に示す振動型ジャイロ스코ープでは、コリオリ力を検出するセンサとしての振動子1と、この振動子1を所定の駆動周波数からなるドライブ信号SDで振動駆動させるための駆動制御部10、振動子1から出力される角速度の検出を行なう検出制御部などから構成されている。

【0040】前記振動子1は、例えば圧電型の振動子又は静電容量型の振動子などであり、長手(Z)方向に延びる振動子1の一方の先端には分岐形成された複数の振動脚(例えば3脚)を有するものである。各振動脚の一方(Y1側)の面内には、長手方向(Z方向)に延びる入力電極aがそれぞれ形成されており、他方(Y2側)の面内には一対の出力電極c、dがそれぞれ形成されている。前記振動子1では、各振動脚の各入力電極aに前記ドライブ信号SDがドライブ手段17より与えられると、振動脚が並ぶ方向(X方向)に各振動脚が振動駆動させられる。この状態で前記振動子1が、長軸Oを中心とする軸回りに置かれると、回転の大きさに応じて生じ

るコリオリ力により前記振動子1が振動方向(X方向)と直交方向(Y方向)に撓み変形させられる。この変形により、中央の振動子1の他方の面に形成された一対の出力電極c、dからそれぞれ位相の異なる出力信号Sc、Sdが前記コリオリ力の大きさに応じて出力される。

【0041】上記駆動制御部10では、振動子1が二値化手段12と、位相検出部13、ローパスフィルタ(LPF)14、VCO(電圧制御発振器)15、分周器16とからなるPLL(phase locked loop)とドライブ手段17により駆動される。

【0042】前記ドライブ手段17から振動子1に正弦波状のドライブ信号SDが与えられると、振動子1の検出電極c、dからも正弦波状の出力信号Sc、Sdが出力される。そして、前記振動子1が回転系に置かれると、前記出力信号ScとSdとの間には回転により生じたコリオリ力に相当する位相差が発生する。

【0043】前記二値化手段12では、振動子1の出力信号(正弦波出力)Sc、Sdが所定のスレッショルド電圧を基準に二値信号Dc、Ddに変換される。

【0044】位相差検出部13では、前記二値信号Dc、DdとVCO15から出力される基準信号Vkを分周器16で分周した分周信号Vrとがそれぞれ位相比較され、位相差をパルス状の差信号として出力する。前記パルス状の差信号は、LPF14において直流化(積分と高周波成分の遮断)され、VCO制御電圧としてVCO15の制御端子(図示せず)に与えられる。VCO15は、一定の自走周波数を持ち、前記VCO制御電圧が与えられると、前記VCO制御電圧に応じた発振周波数を調整し、前記二値信号Dc、Ddの位相差に相当する時間幅の midpoint にロックする基準信号Vkを出力する。これにより、振動子1への入力信号であるドライブ信号SDが、常に振動子1の正弦波状の出力信号(出力信号ScとSdの位相差に相当する時間幅の midpoint)にロックするように駆動される。

【0045】前記分周器16は、VCO15の発振周波数を振動子1の駆動周波数まで分周した分周信号Vrを生成する。また前記ドライブ手段17には、制御信号生成手段17Aおよび正弦波発生手段17Bが設けられて

いる。

【0046】前記分周器16から出力された分周信号Vrは、ドライブ手段17内の制御信号生成手段17Aに与えられる。前記制御信号生成手段17Aでは、前記分周信号Vrから所定の時間軸で設定された制御信号D1、D2、D3、D4、D5およびD6(図示せず)などを生成する。そして、上述のように正弦波発生手段17Bが、前記制御信号D1、D2、D3、D4、D5およびD6に基づいて正弦波出力信号を生成し、前記信号増幅部が前記正弦波出力信号を増幅することによって振動子1を駆動するドライブ信号SDが生成される。

【0047】なお、前記正弦波発生手段17Bは、コンデンサに対し充電電流を供給する複数の充電部および、前記コンデンサから放出される放電電流を調整する複数の放電部などから構成され、これら複数の充電部および放電部が前記制御信号D1、D2、D3、D4、D5およびD6によって制御され、且つ前記充電電流および放電電流の時定数を切り換えることにより、所定の正弦波を生成する回路が使用される。

【0048】また、振動子1の近傍には、振動子の環境温度を検出するための温度センサ33が設けられている。前記温度センサ33の出力は入力信号Vsとして、後述する関数回路30に入力される。なお、関数回路30は、温度に対する振動子の内部インピーダンスの状態を近似的に設定し、この内部インピーダンスに応じた電流生成用制御電圧Vzを生成する。

【0049】前記電流生成用制御電圧Vzは、関数回路30の後段に設けられた可変電流源（電圧-電流変換手段）Ivarに与えられ、前記電流生成用制御電圧Vzに応じた基準電流を出力する。

【0050】可変電流源Ivarの出力である基準電流は、前記ドライブ手段17の内の正弦波生成手段17Bに与えられ、前記制御信号D1、D2、D3、D4、D5およびD6にしたがう正弦波出力信号を生成する。

【0051】ここで、振動型ジャイロスコープから検出される位相差の精度を高めるためには、振動子の内部インピーダンスの温度変動にも拘わらず、常に振動子の出力信号Sc、Sd振幅（ピーク値）が一定となるように駆動されるものが好ましく、そのためにはドライブ信号SDの振幅が温度に応じて調整されるようにする必要がある。

【0052】そして、このように振動子を駆動するためには、上記図8の振動子の内部インピーダンス特性を示す略S字カーブにしたがって調整されるものが好ましく、S字カーブを発生させる関数回路としては、例えば以下に示すようなものがある。

【0053】図2は本発明における第1の関数回路を示す回路構成図、図3は図2に示す関数回路の入出力特性図である。

【0054】図2に示す第1の関数回路30は、主に第1の回路31および第2の回路32とから構成されている。

【0055】第1の回路31はカレントミラー回路K1を構成するトランジスタTr2およびトランジスタTr3と、前記カレントミラー回路K1の入力側に設けられたNPN型のトランジスタTr1、前記カレントミラー回路K1の出力側に設けられ、能動負荷を構成するPNP型のトランジスタTr4、およびトランジスタTr1のエミッタ端子に接続された抵抗R3、さらには前記トランジスタTr4のベース端子に印加される基準電圧源V1により構成されている。

【0056】他方、第2の回路32はカレントミラー回路K2を構成するトランジスタTr6およびトランジスタTr7と、前記カレントミラー回路K2の入力側に設けられたPNP型のトランジスタTr5、前記カレントミラー回路K2の出力側に設けられ、能動負荷を構成するNPN型のトランジスタTr8、およびトランジスタTr5のエミッタ端子に接続された抵抗R2、さらには前記トランジスタTr8のベース端子に印加される基準電圧源V2により構成されている。

10 【0057】そして、第1の回路31の抵抗R3と第2の回路32の抵抗R2とが接続され、その接続部P1に、抵抗R1を介して温度センサ33の入力信号Vsが与えられるようになっている。以下、関数回路30の動作について説明する。

【0058】なお、上記関数回路30では、動作の一例として電源電圧Vcc=5[v]、変化点の基準電圧がV1=2[v]、V2=3[v]に設定されているものとして説明する。

【0059】（1） $V_s \leq V_1$ （低温時）の場合
20 前記トランジスタTr4のベース端子には、常に基準電圧V1=2[v]が印加されてるため、トランジスタTr4のエミッタ端子の電圧およびトランジスタTr1のベース端子の電圧は、ともにトランジスタTr4のベース・エミッタ間電圧Vbe4だけ高い電位に設定されている。またトランジスタTr1のエミッタ端子の電圧は、前記トランジスタTr1のベース電圧よりもトランジスタTr1のベース・エミッタ間電圧Vbe1だけ低い電位に設定される。したがって、トランジスタTr1のエミッタ電圧は、ほぼトランジスタTr4のベース電圧と等しい電位に設定されている。

30 【0060】ここで、入力信号Vs（低温に相当する出力）として例えば1[v]が印加されると、抵抗R3、抵抗R1を介してトランジスタTr1のエミッタ電流が流れようとするため、カレントミラー回路K1の入力側に同様の定電流I1が流れる。そして、カレントミラー回路K1の特性より、入力側に定電流I1が流れると、その出力側にも前記定電流I1と同じ大きさの定電流I2がトランジスタTr3およびトランジスタTr4に流れる（ $I_1 = I_2$ ）。前記 $I_1 = I_2$ の関係より、トランジスタTr4のベース電流Ib4とトランジスタTr5のベース電流Ib1とが等しくなるように設定される

（ $I_{b1} = I_{b4}$ ）。このため、トランジスタTr4のベース・エミッタ間電圧Vbe4とトランジスタTr1のベース・エミッタ間電圧Vbe1を等しく設定することができる（ $V_{be1} = V_{be4}$ ）。すなわち、トランジスタTr4のベース・エミッタ間電圧Vbe4をトランジスタTr1のベース・エミッタ間電圧Vbe1で相殺することができるようになるため、トランジスタTr1のエミッタ端子の電位電圧をトランジスタTr4のベース電圧に一致させることが可能となる。

【0061】また温度変動した場合においても、前記トランジスタTr4のベース電流Ib4とトランジスタTr1のベース電流Ib1の変化量を同程度とすることができるため、Vbe4=Vbe1を維持することができる。よって、温度の影響を受けることなく両者を相殺することができるため、常にトランジスタTr1のエミッタ電圧をトランジスタTr4のベース電圧に一致させることが可能である。

【0062】このとき、この関数回路の出力信号Voutは、次の数7で表わすことができる。

【0063】

【数7】

$V_s \leq V_1$ のとき、

$$V_{out} = R_1 / (R_1 + R_3) \times (V_1 - V_s) + V_s$$

【0064】例えば、 $R_1 = R_3$ 、 $V_s = 1$ [v]、 $V_1 = 2$ [v]の場合、関数回路の電圧出力は $V_{out} = 1.5$ [v]となり、図3ではグラフ上の点α1で示される。

【0065】なお、このとき第2の回路側ではトランジスタTr5がOFF状態、すなわちハイ・インピーダンス状態に設定されるため、第2の回路32が関数回路30の出力信号Voutに何等影響を与えることはない。

【0066】(2) $V_s \geq V_2$ (高温時) の場合
図2に示すように、第2の回路32を構成するトランジスタTr5はPNP型のトランジスタであり、トランジスタTr8はNPN型のトランジスタである。

【0067】前記トランジスタTr8のベース端子には、常に基準電圧 $V_2 = 3$ [v]が印加されてるため、トランジスタTr8はON状態にある。よって、トランジスタTr8のエミッタ端子の電圧およびトランジスタTr5のベース端子の電圧は、トランジスタTr8のベース電圧よりも、ともにトランジスタTr8のベース・エミッタ間電圧Vbe8だけ低い電位に設定されている。またトランジスタTr5のエミッタ端子の電圧は、前記トランジスタTr5のベース電圧よりもトランジスタTr5のベース・エミッタ間電圧Vbe5だけ高い電位に設定されている。したがって、トランジスタTr5のエミッタ電圧は、ほぼトランジスタTr8のベース電圧と同じ電圧(3[v])に設定されている。

【0068】ここで、温度センサ33から入力信号Vs ($V_s \geq V_2$) が印加されると、抵抗R1、抵抗R2を介してトランジスタTr5のコレクタ端子に電流I3が流れ込むため、カレントミラー回路K2の入力側に同様の電流I3が流れる。よって、カレントミラー回路K2の出力側にも前記定電流I3と同じ大きさの定電流I4がトランジスタTr8およびトランジスタTr7を介して流れる($I_3 = I_4$)。そして、 $I_3 = I_4$ の関係より、トランジスタTr8のベース電流Ib8とトランジスタTr5のベース電流Ib5とを等しくなるように設定される($I_{b8} = I_{b5}$)。このため、トランジスタTr5のベース・エミッタ間電圧Vbe5とトランジスタ

Tr8のベース・エミッタ間電圧Vbe8を等しく設定することが可能となる($V_{be5} = V_{be8}$)。すなわち、PNP型のトランジスタTr5のベース・エミッタ間電圧Vbe5をNPN型のトランジスタTr8のベース・エミッタ間電圧Vbe8で相殺することができるようになるため、トランジスタTr5のエミッタ端子の電圧をトランジスタTr8のベース電圧に一致させることが可能となる。

【0069】また温度変動した場合においても、前記トランジスタTr8のベース電流Ib8とトランジスタTr5のベース電流Ib5の変化量を同程度とすることができるため、 $V_{be8} = V_{be5}$ を維持することができる。よって、温度の影響を受けることなく両者を相殺することができるため、常にトランジスタTr5のエミッタ電圧をトランジスタTr8のベース電圧に一致させることが可能である。

【0070】このとき、この関数回路の出力信号Voutは、次の数8で表わすことができる。

【0071】

【数8】

$V_s \geq V_2$ のとき、

$$V_{out} = R_2 / (R_1 + R_2) \times (V_s - V_2) + V_2$$

【0072】例えば、 $R_1 = R_2$ 、 $V_s = 4$ [v]、 $V_2 = 3$ [v]の場合、関数回路の電圧出力は $V_{out} = 3.5$ [v]となり、図3ではグラフ上の点β1で示される。

【0073】なお、この場合にも第1の回路31側ではトランジスタTr1がOFF状態、すなわちハイ・インピーダンス状態に設定されるため、関数回路の出力信号Voutに何等影響を与えることはない。

【0074】(3) $V_1 < V_s < V_2$ (中温域) の場合
この場合には、第1の回路31のトランジスタTr1および第2の回路32のトランジスタTr5がOFF状態に設定され、ともにハイ・インピーダンス状態となるため、入力信号Vsが関数回路の出力電圧Voutとしてそのまま出力される($V_{out} = V_s$)。

【0075】上記関数回路では、基準電圧 $V_1 - V_2$ 間では、入力信号をそのまま、すなわち $V_{out} = V_s$ として出力させることができる。また基準電圧 V_1 、 V_2 を設定することにより、 $V_s \geq V_2$ および $V_s \leq V_2$ の範囲では上記数7および数8にしたがう出力信号Voutを生成することができる。

【0076】しかも $V_s \leq V_1$ (低温域) および $V_s \geq V_2$ (高温域) の範囲では数7および数8に示される、抵抗R1、R2およびR3の比によって直線の傾きを容易に設定することが可能である。

【0077】また、トランジスタのベース・エミッタ間電圧Vbeを十分に相殺することができるため、従来のようにダイオードの順方向電圧Vdや前記トランジスタのベース・エミッタ間電圧Vbeの温度変動による影響を受

【0078】このように、関数回路30により、振動子の内部インピーダンス特性を示すS字カーブを形成することができ、この関数回路30に応じた電流生成用制御電圧 V_z が生成される。そして、可変電流源 I_{var} が、この電流生成用制御電圧 V_z に基づいた基準電流を発生させ、前記ドライブ手段17の正弦波生成手段17Bが所定の正弦波出力信号を生成することにより、AGCを用いることなく振動子1を精度の高い一定の振幅で駆動することができるようになる。

【0079】図4は本発明における第2の関数回路40を示す回路構成図、図5は図4に示す関数回路の入出力特性図である。

【0080】図4に示す第2の関数回路40は、図2に示した関数回路30を2組組み合わせたものである。すなわち、第1の回路31と同様の第3の回路41と、第2の回路32と同様の第4の回路42をそれぞれ接続したものである。ただし、第3、第4の回路41、42の基準電圧源 V_3 、 V_4 の電圧は、第1、第2の回路31、32の基準電圧源 V_1 、 V_2 の電圧とは異なる電圧であり、例えば $V_3 = 1$ [v]、 $V_4 = 4$ [v]に設定されている。

【0081】また、 $R_2 / (R_1 + R_2)$ および $R_1 / (R_1 + R_3)$ は、所定の抵抗分割比となるように設定されている。

【0082】図5に示すように、この関数回路40では、 $V_s = V_1 = 2$ [v] および $V_s = V_2 = 3$ [v] の変化点 α_1 、 β_1 以外に、それぞれ $V_s = V_3 = 1$ [v] および $V_s = V_4 = 4$ [v] に変化点 α' および β' を設定することができる。

【0083】このように、図1に示した関数回路を複数組み合わせることにより、変化点の数を増やすことができ、複数の1次関数を前記各変化点でつなぎ合わせることで、より実際の内部インピーダンス（図8）を近似することが可能となる。

【0084】よって、振動子の内部インピーダンスが複雑に温度変動する場合であっても、温度によって傾きの異なる複数の1次直線を連続的につなぎ合わせることで、そのような内部インピーダンスを近似的に生成することが可能である。そして、前記関数回路40に温度センサ33からの入力信号 V_s を与えることにより、振動子1の内部インピーダンスの温度特性に基づいてドライブ信号SDを生成することができるため、ドライブ信号SDの振幅量（電圧量）が温度変化に応じて調整されるようになる。よって、振動子1の内部インピーダンスの温度変動にも拘わらず、常に出力信号Sc、Sd振幅（ピーク値）が一定となるように振動子1を駆動することが可能となる。

【0085】しかもAGCを使用することがないため、外乱に対する応答特性が複雑化することを防止できる。

【0086】図6は本発明における第3の関数回路を示

す回路構成図である。第3の関数回路50は、図4の第2の関数回路40の第1～第4の回路31、32、41、42の各カレントミラー回路にそれぞれ抵抗 R_{11} 、 R_{12} 、 R_{13} 、 R_{14} 、 R_{15} 、 R_{16} 、 R_{17} および R_{18} を付加したものである。

【0087】このように、各カレントミラー回路の各々のエミッタに同一値の抵抗を挿入すると、トランジスタの特性のばらつきの影響を小さくできる。

【0088】通常、トランジスタの大きさや抵抗の大きさ、あるいは製造プロセスの違いなどにより、トランジスタのばらつきの小さい工程と抵抗のばらつきの小さい工程がある。

【0089】しかし、抵抗のばらつきの小さい工程を使用できる場合には、ばらつきを小さくでき有利となる。また、抵抗をトリミングする。あるいは外付けすれば、抵抗値のばらつきを小さくすることができ、トランジスタのばらつきの影響を低減できる。

【0090】図7は本発明における第4の関数回路を示す回路構成図、図8は図7に示す関数回路の入出力特性の拡大図である。

【0091】図7に示す第4の関数回路60は、主に第1の差動増幅部DA1、第2の差動増幅部DA2および第1および第2のカレントミラー回路K11、K12とから構成されている。

【0092】第1の差動増幅部DA1は、2ケのPNP型のトランジスタ Tr_{11} 、 Tr_{12} のエミッタ端子どうしが接続され、コレクタ端子側に定電流源となるカレントミラー回路（トランジスタ Tr_{13} 、 Tr_{14} ）の入力部と出力部を接続した構成である。一方のトランジスタ Tr_{11} のベース端子には抵抗 R_3 が接続され、他方のトランジスタ Tr_{12} のベース端子には基準電圧源 V_1 （例えば2 [v]）が接続されている。

【0093】同様に第2の差動増幅部DA2は、2ケのNPN型のトランジスタ Tr_{15} 、 Tr_{16} のエミッタ端子どうしが接続され、コレクタ端子側に定電流源となるカレントミラー回路（トランジスタ Tr_{17} 、 Tr_{18} ）が接続された構成であり、一方のトランジスタ Tr_{15} のベース端子には抵抗 R_2 が接続され、他方のトランジスタ Tr_{16} のベース端子には基準電圧源 V_2 （例えば3 [v]）が接続されている。

【0094】前記第1のカレントミラー回路K11は、入力側がNPN型のトランジスタ Tr_{21} により、出力側が2ケのNPN型のトランジスタ Tr_{22} および Tr_{23} によって構成されている。前記入力側のトランジスタ Tr_{21} のコレクタ端子は、抵抗 R を介して電源 V_{cc} に接続されている。また出力側のトランジスタ Tr_{23} のコレクタ端子は、前記第2の差動増幅部DA2のトランジスタ Tr_{15} 、 Tr_{16} のエミッタ端子に接続され、エミッタ端子側は接地されている。すなわち、第2の差動増幅部DA2は第1のカレントミラー回路H11

の能動負荷とされている。

【0095】前記第2のカレントミラー回路K12は、PNP型のトランジスタTr24とTr25で構成されており、入力部となるトランジスタTr24が前記第1のカレントミラー回路K11の能動負荷となっている。また出力部となるトランジスタTr25のコレクタ端子には、前記第1の差動増幅部DA1のカレントミラー回路を構成するトランジスタTr17、Tr18のコレクタ端子にそれぞれ接続されている。すなわち、第1の差動増幅部DA1は第2のカレントミラー回路K12の能動負荷とされている。

【0096】前記第1の差動増幅部DA1と第2の差動増幅部DA2とは、抵抗R3およびR2を介して接続され、その接続部P2には抵抗R1を介して温度センサ33に接続されている。そして、温度センサ33からの入力信号Vsが、前記抵抗R1を介して第1の差動増幅部DA1と第2の差動増幅部DA2に与えられるようになっている。なお、前記接続部P2が、第4の関数回路60の出力端子OUTとされている。

【0097】以下、第4の関数回路60の動作について説明する。

$$V_{out} = R1 / (R1 + R3) \times (V2 - Vs) + Vs$$

【0101】(Vs ≥ V1 (高温時) のとき) 第2の差動増幅部DA2側では、トランジスタTr15とTr16とが差動アンプを構成しており、温度センサ33の入力信号Vs = 0のときトランジスタTr15にベース電流は流れない。このため、差動アンプトランジスタTr15とTr16は動作しておらず、トランジスタTr16はON (導通) 状態になっている。

【0102】この状態から前記入力信号Vsの電位が上昇し、V2の電位を越えるとトランジスタTr15のベース電位が、トランジスタTr16のベース電位に近づくと、トランジスタTr15のベース電流が流れはじめ

$$V_{out} = R2 / (R1 + R2) \times (Vs - V2) + V2$$

【0105】(V1 < Vs < V2 のとき) この場合には、第1の差動増幅部DA1のトランジスタTr11および第2の差動増幅部DA2のトランジスタTr15がOFF状態に設定され、ともにハイ・インピーダンス状態となるため、Vout = Vs、すなわち入力信号Vsが関数回路の出力信号Voutとしてそのまま出力される。

【0106】また上記第4の関数回路60の第2の差動増幅部DA2では、入力信号Vsが0 [v] のとき、トランジスタTr16のエミッタ電圧は基準電圧V2よりもトランジスタTr16のベース・エミッタ間電圧Vbe16だけ低い電圧となっている。

【0107】そして、トランジスタTr15のOFF状態は、入力信号Vsの電位が上昇し、前記トランジスタTr15のエミッタ電圧付近に近づくまでが続くが、トランジスタTr15のベース電流が流れはじめると、そのエミッタ電流も流れはじめる。

(Vs ≤ V1 (低温時) のとき) 第1の差動増幅部DA1側では、トランジスタTr11とTr12とが差動アンプを構成しており、温度センサ33の入力信号Vsが、例えばVs = Vss (電源電圧) のときにはトランジスタTr11にベース電流は流れない。このため、差動アンプのトランジスタTr11は動作しておらず、トランジスタTr12はON (導通) 状態になっている。

【0098】この状態から前記入力信号Vsの電位が下降してV1の電位以下になり、トランジスタTr11のベース電位が、トランジスタTr12のベース電圧 (基準電圧V1) に近づくと、トランジスタTr11のベース電流が流れはじめて差動動作を開始する。

【0099】ここで、トランジスタTr11のベース電流は抵抗R1とR3で規制され、トランジスタTr11のベース電圧とトランジスタTr12のベース電圧 (基準電圧V2) がほぼ等しくなった状態で安定する。すなわち、トランジスタTr11のベース電圧を、基準電圧V2に一致させることができる。このとき、第4の関数回路60の出力Voutを次式で示すことができる。

【0100】

【数9】

$$V_{out} = R1 / (R1 + R3) \times (V2 - Vs) + Vs$$

て差動動作を開始する。

【0103】ここで、トランジスタTr15のベース電流は抵抗R1とR2で規制され、トランジスタTr15のベース電圧とトランジスタTr16のベース電圧 (基準電圧V2) がほぼ等しくなった状態で安定する。すなわち、トランジスタTr15のベース電圧を、基準電圧V2に一致させることができる。このため、第4の関数回路60の出力Voutは次式で示すことができる。

【0104】

【数10】

$$V_{out} = R2 / (R1 + R2) \times (Vs - V2) + V2$$

【0108】ここで、トランジスタTr15がONしはじめる電圧は、トランジスタTr16のベース電圧よりも低い電圧となる。これは、トランジスタTr16が非導通状態なのに対して、トランジスタTr15がOFF状態であり、トランジスタTr16のベース・エミッタ間電圧Vbe16よりもトランジスタTr15のベース・エミッタ間電圧Vbe15が小さいためである。

【0109】そして、トランジスタTr15のエミッタ電流が流れ始めると、トランジスタTr15のエミッタ電流の分だけ、トランジスタTr16のエミッタ電流は減少する。よって、このエミッタ電流の減少により、トランジスタTr16のベース・エミッタ間電圧Vbe16が小さくなり、トランジスタTr16のエミッタ電位が基準電圧V2に近づくように上昇せられる。

【0110】ここで、トランジスタTr15のエミッタ端子とトランジスタTr16のエミッタ端子とは接続さ

れているため、トランジスタ T_{r15} のエミッタ電位も上昇せられる。このため、トランジスタ T_{r15} のベース電圧は、当初のベース電流の流れはじめよりも高い電圧に設定することができる。そして、トランジスタ T_{r15} のエミッタ電位の上昇は、トランジスタ T_{r15} のエミッタ電流とトランジスタ T_{r16} のエミッタ電流とが拮抗するまで続けられる。

【0111】これにより、トランジスタ T_{r15} のベース電流は、トランジスタ T_{r15} のベース電位がトランジスタ T_{r16} のベース電位よりも若干低い電圧から流れ始め、ほぼ同電位になった後は定電圧を保つように動作する。よって、この第4の関数回路60では、図8に示すように入出力特性図上の直線どうしが変化点 α で急激に折れ曲がることなく漸近させることができ、より実際のS字カーブに近い滑らかなカーブを生成することが可能となる。

【0112】なお、上記の漸近作用は、第1の差動増幅部DA1においても同様に生じる。また、前記第1の差動増幅部DA1および第2の差動増幅部DA2を上記図4同様に複数個組み合わせることにより、より実際の内部インピーダンス特性を近似する関数回路とすることができる。

【0113】

【発明の効果】以上のように本発明では、圧電振動子が有する内部インピーダンスの温度特性を温度によって傾きの異なる1次直線からなる電圧を連続的につなげる関数回路で模擬し、これに基づいてドライブ信号を発生することにより、温度変動が生じた場合であっても振動子を一定の出力振幅で駆動できる。このため、AGC回路を使用する必要がなく、フィードバックループの数を削減することができ、外乱に対する応答を安定にすることができるようになる。

【図面の簡単な説明】

【図1】振動型ジャイロ스코ープにおける振動子の駆動装置の構成を示すブロック図、

【図2】本発明における第1の関数回路を示す回路構成図、

【図3】図2に示す関数回路の入出力特性図、

【図4】本発明における第2の関数回路を示す回路構成図、

【図5】図4に示す関数回路の入出力特性図、

【図6】本発明における第3の関数回路を示す回路構成図、

【図7】本発明における第4の関数回路を示す回路構成図、

【図8】図7に示す関数回路の入出力特性の拡大図、

【図9】圧電振動子の温度に対するインピーダンスを示す特性図、

【図10】従来の関数回路の構成を示す回路構成図、

【図11】図10に示す回路の入出力特性図、

【図12】従来の他の関数回路の構成を示す回路構成図、

【図13】図12に示す関数回路の入出力特性図、

【符号の説明】

1 圧電振動子

10 駆動制御部

17 ドライブ手段

17A 制御信号生成手段

17B 正弦波発生手段

33 温度センサ

30 第1の関数回路

40 第2の関数回路

50 第3の関数回路

60 第4の関数回路

K1, K2, K11, K12 カレントミラー回路

DA1 第1の差動増幅部

DA2 第2の差動増幅部

Tr トランジスタ

R1, R2, R3 抵抗 (分圧手段)

V1 第1の基準電圧源

V2 第2の基準電圧源

Vs 温度センサからの入力信号

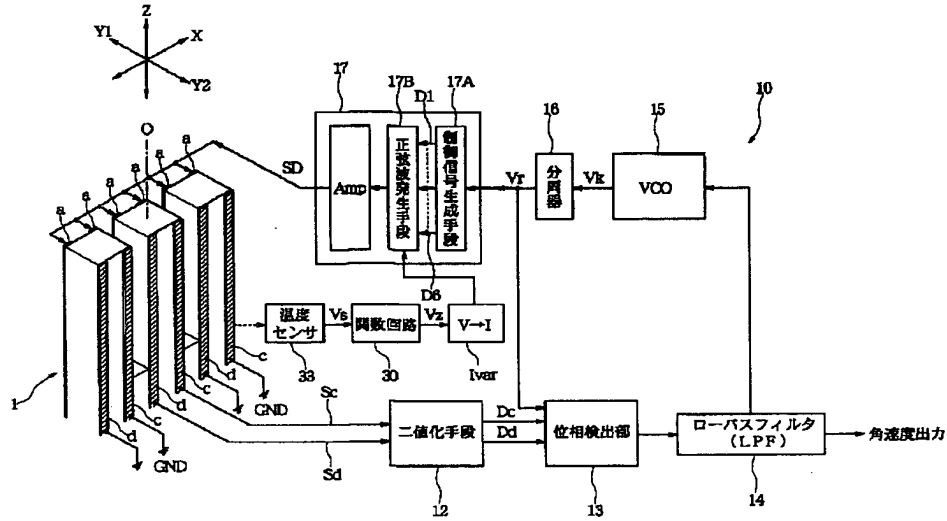
Vbe ベース・エミッタ間電圧

Vout 出力電圧

Ib ベース電流

【図 1】

図 1

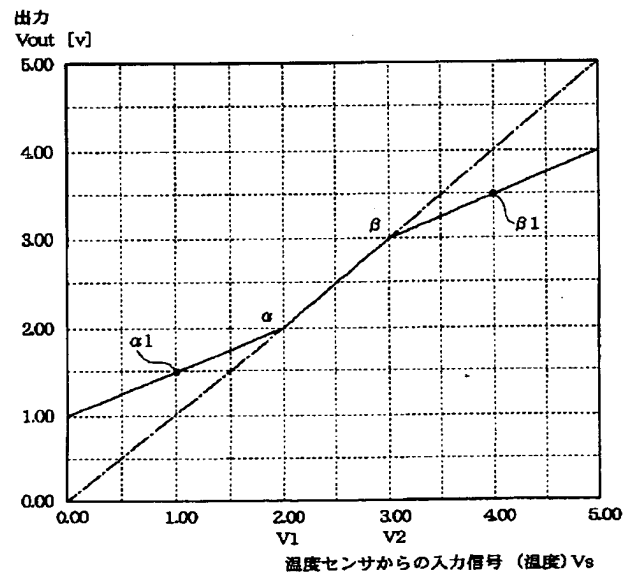
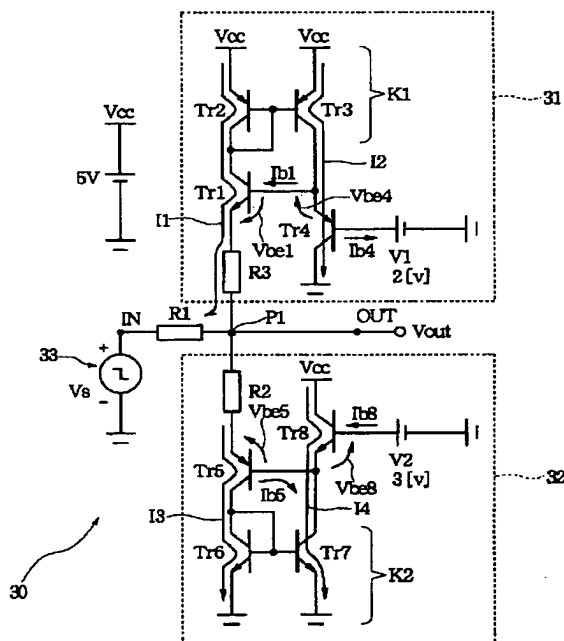


【図 2】

【図 3】

図 2

図 3

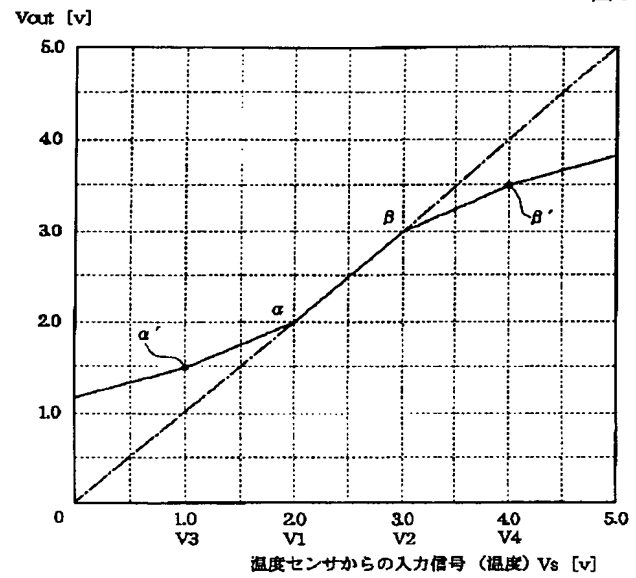
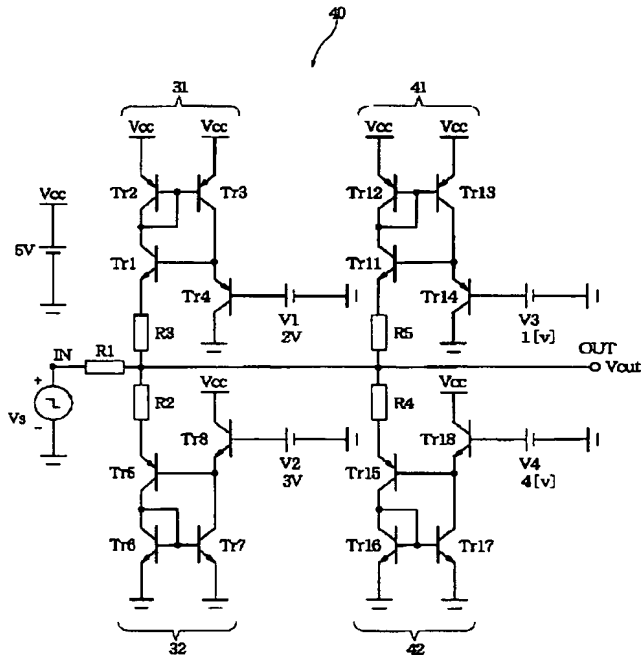


【図 4】

【図 5】

図 4

図 5

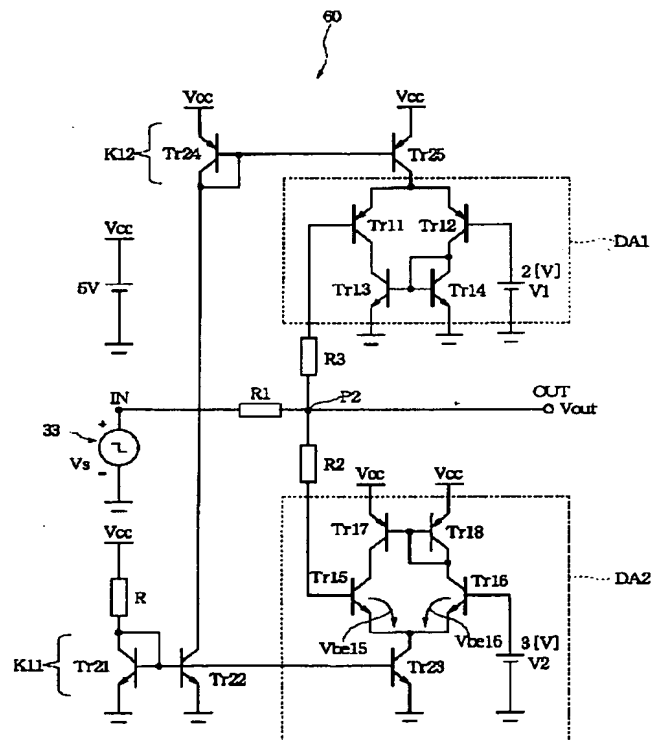
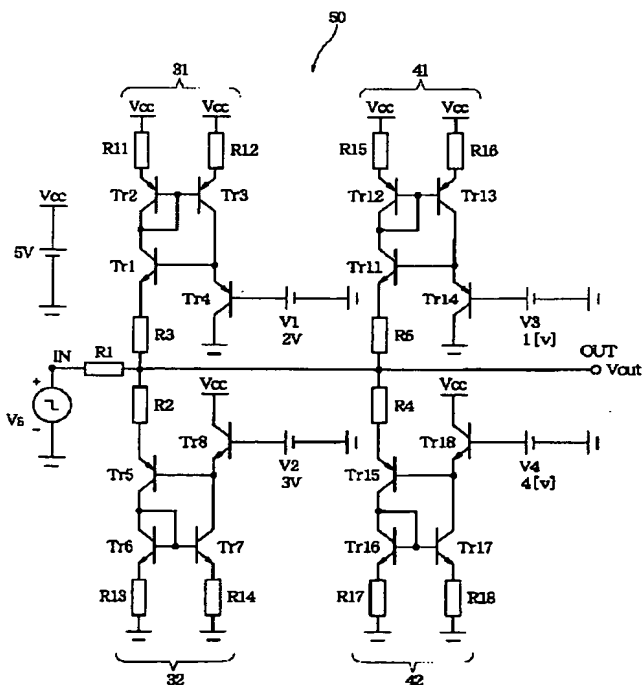


【図 7】

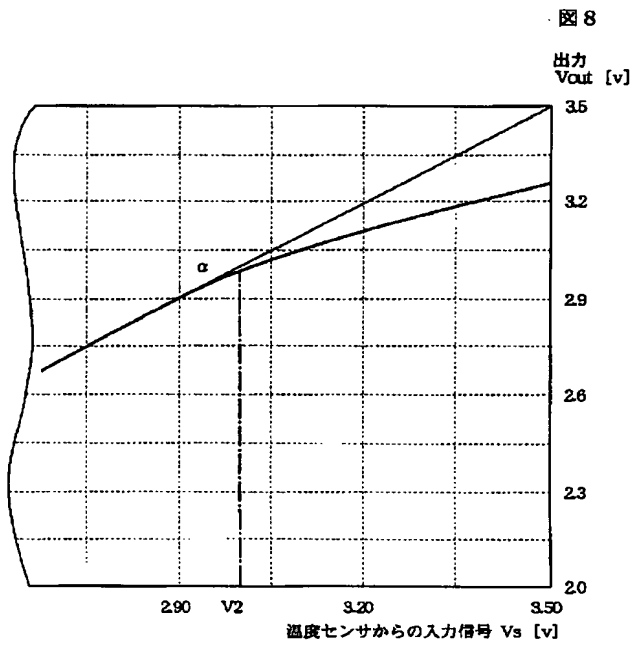
図 7

【図 6】

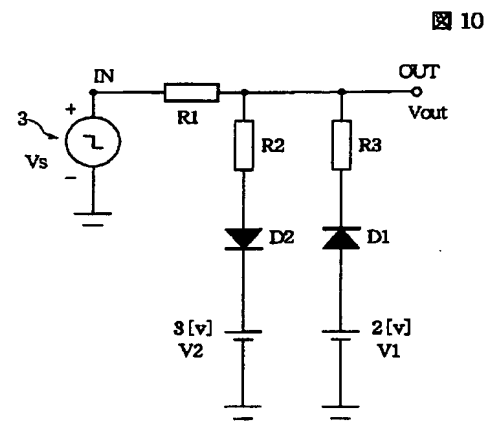
図 6



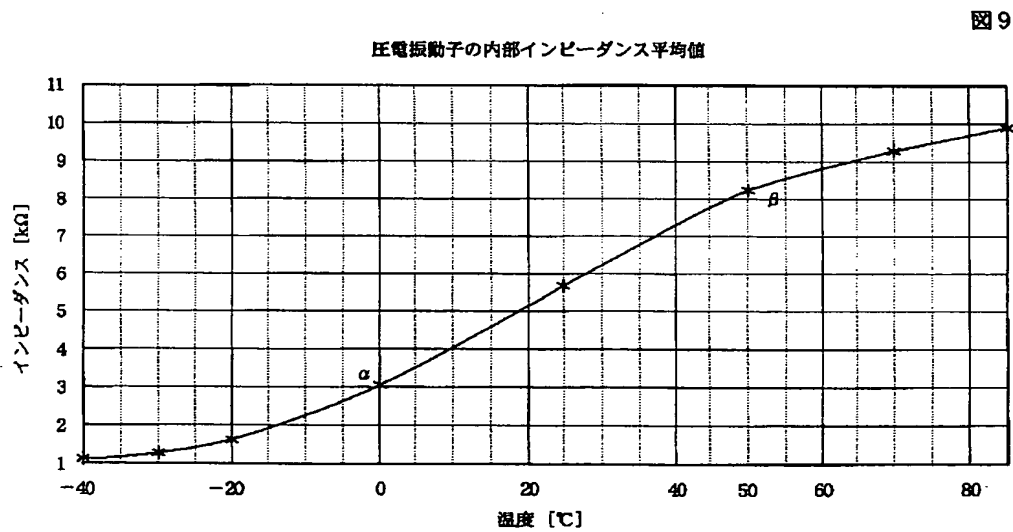
【図 8】



【図 10】



【図 9】

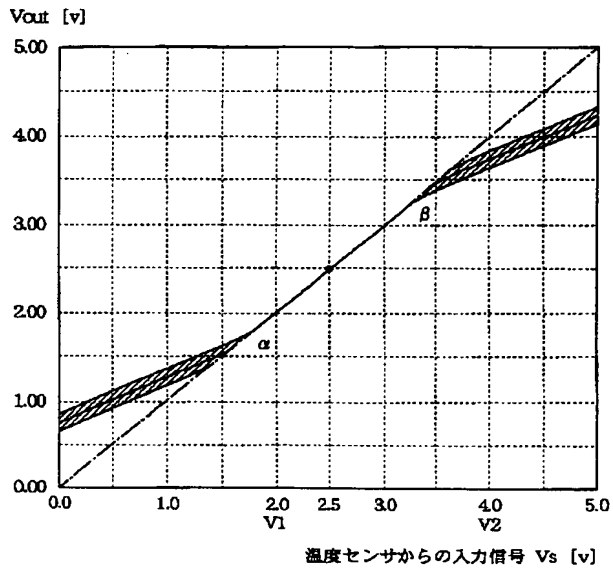


【図 11】

【図 12】

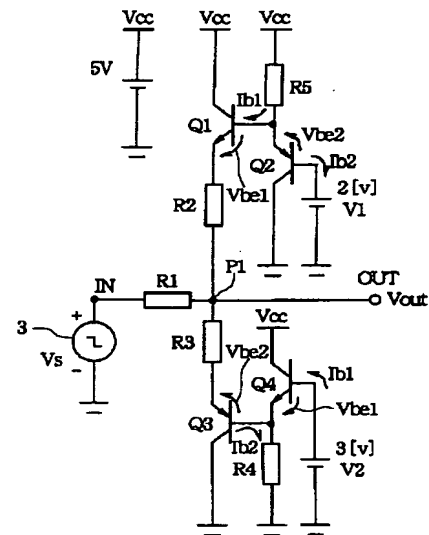
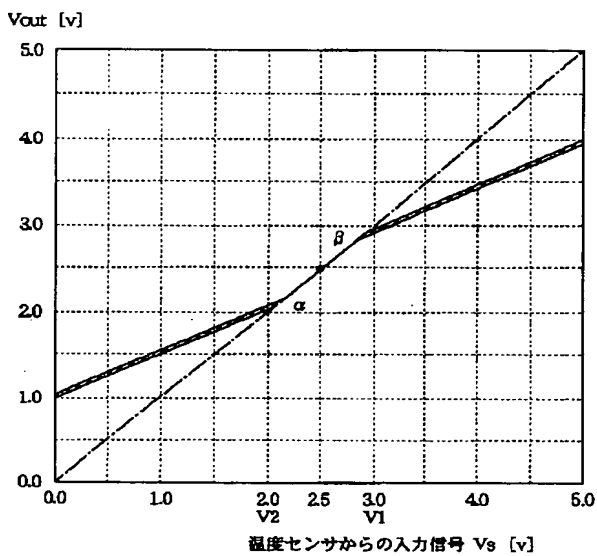
図 11

図 12



【図 13】

図 13



フロントページの続き

(72) 発明者 高井 大輔
東京都大田区雪谷大塚町 1 番 7 号 アルプス電気株式会社内
(72) 発明者 鈴木 裕久
大阪府守口市京阪本通 2 丁目 5 番 5 号 三洋電機株式会社内

(72) 発明者 西村 正明
大阪府守口市京阪本通 2 丁目 5 番 5 号 三洋電機株式会社内

F ターム(参考) 2F056 JT06
2F075 EE07 EE08
2F105 BB09 CC06 CD02 CD06 CD11
5H420 NB02 NB22 NB31 NB36 NC02
NE23